

## SURFACE ACOUSTIC WAVE ELEMENT

Patent Number: JP10303698  
Publication date: 1998-11-13  
Inventor(s): NISHIHARA TOKIHIRO; IGATA OSAMU; SATO YOSHIO  
Applicant(s): FUJITSU LTD  
Requested Patent: JP10303698  
Application Number: JP19970109666 19970425  
Priority Number(s):  
IPC Classification: H03H9/64; H03H9/145; H03H9/25  
EC Classification:  
Equivalents: JP3241293B2

### Abstract

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To improve the electric power resistance by composing a 1st and a 2nd one-terminal-couple surface acoustic wave resonator of inter-digital electrodes having electrode digits, and setting cycle of the electrode digits of at least one one-terminal-couple surface acoustic wave resonator of the 2nd one-terminal couple surface acoustic wave resonator within a specific range.

**SOLUTION:** The cycle  $\lambda$  of the electrode digits of the oneterminal-couple surface acoustic wave resonator is presented as  $0.99\lambda_{av2} < \lambda < 1.01\lambda_{av2}$  (where  $\lambda_{av2}$  is the mean value of cycles of the electrode digits of the 2nd one-terminal- couple surface acoustic wave resonator). Currents flowing to respective series resonators S1, S2, and S3 are so related that  $i_{S1} > i_{S2} > i_{S3}$  and currents flowing to parallel resonators P1, P2, and P3 are so related that  $i_{P1} > i_{P2} > i_{P3}$ , so the series and parallel resonators S1 and P1 of the initial stages have the largest electric power resistance. The electric power resistance is the weakest almost at the cutoff frequency where the temperature of the element is the highest. The low cutoff frequency of the surface acoustic wave element is close to the resonance frequency of the parallel resonators and the high cutoff frequency is close to the resonance frequency of the series resonators.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-303698

(43) 公開日 平成10年(1998)11月13日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>

識別記号

F I

H 0 3 H 9/64  
9/145  
9/25H 0 3 H 9/64  
9/145  
9/25Z  
Z  
Z

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平9-109666

(22) 出願日 平成9年(1997)4月25日

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号

(72) 発明者 西原 時弘

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(72) 発明者 伊形 理

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(72) 発明者 佐藤 良夫

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(74) 代理人 弁理士 野河 信太郎

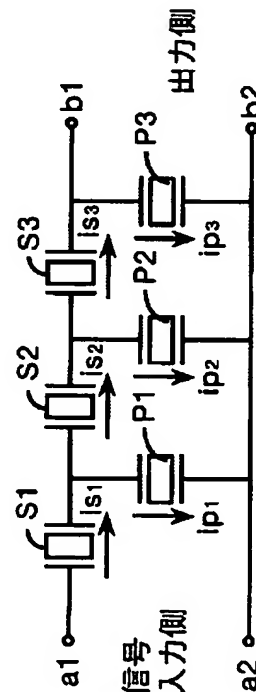
(54) 【発明の名称】 弾性表面波素子

(57) 【要約】

【課題】 この発明は弾性表面波素子に関し、弾性表面波素子の耐電力性を向上させることを課題とする。

【解決手段】 所定の共振周波数を有する第1の1端子対弾性表面波共振器を並列腕に、該第1の1端子対弾性表面波共振器の反共振周波数に略一致する共振周波数を有する第2の1端子対弾性表面波共振器を直列腕にそれぞれ複数個配列した梯子型の弾性表面波素子であって、前記第1及び第2の1端子対弾性表面波共振器が、所定数の電極指を有するくし形電極から構成され、第2の1端子対弾性表面波共振器のうち、少なくとも1つの1端子対弾性表面波共振器の電極指の周期 $\lambda$ が、次式、 $0.99\lambda_{s2} < \lambda < 1.01\lambda_{s2}$  (式中、 $\lambda_{s2}$ : 第2の1端子対弾性表面波共振器の電極指の周期の平均値) で表わされることを特徴とする。

表面弾性波素子の一実施例の回路図



【0015】以下、並列腕として構成される前記第1の1端子対弾性表面波共振器を「並列共振器」と呼び、直列腕として構成される前記第2の1端子対弾性表面波共振器を「直列共振器」と呼ぶ。

【0016】最初に、直列共振器と並列共振器とから構成される梯子型の弾性表面波共振器の構成及び動作原理を示す。図1に、梯子型の弾性表面波素子の回路図の一例を示す。信号入力側の端子を $a_1$ 、 $a_2$ 、信号出力側の端子を $b_1$ 、 $b_2$ とする。梯子型の弾性表面波素子は、一般に、入力端子と出力端子との間に直列に接続された直列共振器( $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、……)と、2つの入力端子間及び出力端子間から見て並列に接続された並列共振器( $P_1$ 、 $P_2$ 、 $P_3$ 、……)とから構成される。

【0017】図2に、直列共振器及び並列共振器の基本的なパターン構成図を示す。どちらの共振器ともいわゆる一端子対弾性表面波共振器であり、くし形状の電極指10が互いに入り組んだ2つの励振電極1、2から構成されるインタディジタルトランスデューサ部分と、その両側に配置される反射器3、4とから構成される。同図に示すように、励振電極の電極指10の繰返しサイクルの長さを電極指の周期 $\lambda$ と呼び、上下方向から互いに入り組んだ電極指が横方向から見て互いに交差している部分の長さを開口長 $Y$ と呼ぶ。図1の共振器の回路図記号との関係は図2の右側に示すとおりであり、励振電極の一方の端子Aが信号入力側であり、他方の端子Bが信号出力側となる。

【0018】図3に、このような梯子型の弾性表面波素子の周波数と減衰量との関係、及び周波数と素子の温度との関係のグラフを示す。ここで、弾性表面波素子の直列共振器の電極指の周期は2.065 $\mu\text{m}$ ですべて同じであり、並列共振器の電極指の周期は2.140 $\mu\text{m}$ ですべて同じである。アンテナから電気信号が入力されると、弾性表面波素子は、一定の周波数帯域幅を持つ信号のみを通過させる帯域通過フィルタとしての役割を果たす。

【0019】同図において、この帯域通過フィルタの2ヶ所のカットオフ周波数付近( $F_{h1}$ 、 $F_{h2}$ )において、素子の温度が最も高くなっていることがわかる。一般的に、温度が高くなるということは、耐電力性が弱くなるので、素子の温度が最も高いカットオフ周波数付近では弾性表面波素子の耐電力性が最も弱い。一方、弾性表面波素子の低周波側のカットオフ周波数 $F_{h1}$ は、並列共振器の共振周波数に近く、高周波側のカットオフ周波数 $F_{h2}$ は直列共振器の共振周波数に近いので、各共振器の共振周波数付近で、最も耐電力性が弱いことになる。

【0020】図4(a)に、直列共振器( $S_i$ 等)のインピーダンス( $Z_i = r + jx$ 、 $r$ :抵抗分、 $x$ :リアクタンス分)と、並列共振器( $P_i$ 等)のアドミタンス( $Y_i = g + jb$ 、 $g$ :コンダクタンス分、 $b$ :サセプ

タンス分)の周波数特性を示す。図の縦軸がインピーダンス又はアドミタンスを示すが、リアクタンス分 $x$ 及びサセプタンス分 $b$ がゼロとなる位置がそれぞれ直列共振器及び並列共振器の共振周波数である。

【0021】図4(b)は、図4(a)の周波数特性に合せて描いた弾性表面波素子のフィルタ特性を示している。信号を通過させる仕様帯域では、直列共振器の共振周波数が含まれ、インピーダンス $Z_i$ はほぼゼロであるため、ほとんど直接共振器に電流が流れる。また、この直列共振器の共振周波数の近傍では、並列共振器のアドミタンスは必ずしもゼロになっていないため、並列共振器にもわずかなではあるが電流が流れる。

【0022】図1において、信号入力側の初段の直列共振器 $S_1$ を流れる電流を $i_{s1}$ 、2段目、3段目の直列共振器 $S_2$ 、 $S_3$ を流れる電流を $i_{s2}$ 、 $i_{s3}$ とし、信号入力側の初段の並列共振器 $P_1$ を流れる電流を $i_{p1}$ 、2段目、3段目の並列共振器 $P_2$ 、 $P_3$ を流れる電流を $i_{p2}$ 、 $i_{p3}$ とする。このとき、各共振器の電流のロスも考慮すると、各直列共振器に流れる電流は、 $i_{s1} > i_{s2} > i_{s3}$ という関係が成立する。すなわち、信号入力側の初段の直列共振器 $S_1$ は最も大きな電流が流れ、最も温度が高くなるので、初段の直列共振器 $S_1$ の耐電力性が最も弱いことになる。

【0023】また、図4(a)より、並列共振器の共振周波数の近傍では、信号減衰量が大きくなり、ほとんど並列共振器に電流が流れることになる。しかし、この並列共振器の共振周波数近傍において、直列共振器のインピーダンスは無限大とはなっていないため、直列共振器にもわずかなではあるが電流が流れる。したがって、並列共振器の共振周波数近傍の周波数の信号が入力されるとき、各並列共振器に流れる電流は、 $i_{p1} > i_{p2} > i_{p3}$ という関係が成立する。すなわち、信号入力側の初段の並列共振器 $P_1$ は、最も大きな電流が流れるので、最も耐電力性が低いことになる。以上の説明により、弾性表面波素子の耐電力性を向上させるためには、信号入力側から見て初段の直列共振器又は並列共振器の耐電力性を改善する必要があることがわかる。

【0024】ところで、送信用のフィルタでは、仕様帯域内に電力が印加される。また、図3、図4(b)から、伝送される信号が仕様帯域の高周波側に近づけば近づくほど、直列共振器の共振周波数に近づくため、信号入力側から見て耐電力性の最も弱い初段の直列共振器が劣化しやすくなる。一般に、共振器の共振周波数 $f$ と、共振器の電極指の周期 $\lambda$ とは反比例の関係( $v = f\lambda$ 、 $v$ は伝搬速度)があることが知られている。そこで、直列共振器の電極指の周期 $\lambda$ を小さくすれば、直接共振器の共振周波数 $f$ は大きくなるので、耐電力性が最も弱くなる共振周波数を仕様帯域外方向にシフトさせることができ、仕様帯域内での耐電力性が向上できる。

【0025】すなわち、この発明では、仕様帯域内での

信号の周波数特性に影響を与えない範囲内で、信号入力側の初段の直列共振器の電極指の周期 $\lambda_{s1}$ を他段の直列共振器の電極指の周期よりも小さくする。具体的には、入力側初段の直列共振器の電極指の周期 $\lambda_{s1}$ を、直列共振器全体の電極指の周期の平均値 $\lambda_{s,v}$ よりも1%以内だけ小さくする。すなわち、 $0.99\lambda_{s,v} \leq \lambda_{s1} < \lambda_{s,v}$ とする。これにより、入力側初段の直列共振器の共振周波数は、他段の直列共振器の共振周波数より高周波側にシフトするため、入力側初段の直列共振器は劣化しにくくなり、その結果、弾性表面波素子の耐電力性が向上できる。

【0026】また、図3、図4(b)から、伝送される信号が仕様帯域の低周波側に近づけば近づくほど、並列共振器の共振周波数に近づくため、信号入力側から見て耐電力性の最も弱い初段の並列共振器が劣化しやすくなる。そこで、並列共振器の電極指の周期 $\lambda$ を大きくすれば、並列共振器の共振周波数 $f$ は小さくなるので、耐電力性の最も弱くなる共振周波数を仕様帯域外方向にシフトさせることができ、仕様帯域内での耐電力性が向上できる。

【0027】すなわち、この発明において、弾性表面波素子の耐電力性を向上させる第2の方法として、仕様帯域内での信号の周波数特性に影響を与えない範囲内で、信号入力側の初段の並列共振器の電極指の周期 $\lambda_{p1}$ を他段の並列共振器の電極指の周期よりも大きくする。具体的には、入力側初段の並列共振器の電極指の周期 $\lambda_{p1}$ を、並列共振器全体の電極指の周期の平均値 $\lambda_{p,v}$ よりも1%以内だけ大きくする。すなわち $\lambda_{p,v} < \lambda_{p1} \leq 1.01\lambda_{p,v}$ とする。これにより入力側初段の並列共振器の共振周波数は、他段の並列共振器の共振周波数より低周波側にシフトするため、入力側初段の並列共振器は劣化しにくくなり、その結果、弾性表面波素子の耐電力性が向上できる。また、前記した入力側初段の直列共振器の周期の減少と、この入力側初段の並列共振器の周期の増加とを組合せて弾性表面波素子を構成してもよい。

【0028】次に、通過帯域が送信用フィルタの通過帯域よりも高周波数側にある受信用フィルタを構成する場合の耐電力性について説明する。ここで、一般に弾性表面波素子を用いた分波器は、図5のような構成を持つ。アンテナ部に対して、共通信号端子Tを介して、送信用フィルタ $T_x$ (F2)と受信用フィルタ $R_x$ (F1)とが接続されている。ここで、図6に示すように、受信用フィルタ $R_x$ の通過帯域(中心周波数 $f_1$ )が、送信用フィルタ $T_x$ の通過帯域(中心周波数 $f_2$ )よりも高周波側にある場合を考えると、受信用フィルタ $R_x$ の低周波側の抑圧域に送信用フィルタ $T_x$ からの漏れ電力が印加されて受信用フィルタ $R_x$ が劣化する場合がある。

【0029】すなわち、送信用フィルタ $T_x$ の漏れ電力は、受信側フィルタ $R_x$ の通過帯域の低周波側の近傍付

近に印加されるため、受信側フィルタ $R_x$ の低周波側の最弱部分である信号入力側の初段の並列共振器が劣化する。

【0030】そこで、このような受信用フィルタにおいては、入力側初段の並列共振器の電極指の周期 $\lambda_{p1}$ を、他段の並列共振器の電極指の周期よりも小さくする。具体的には、入力側初段の並列共振器の電極指の周期 $\lambda_{p1}$ を並列共振器全体の電極指の周期の平均値 $\lambda_{p,v}$ よりも、1%以内だけ小さくする。すなわち、 $0.99\lambda_{p,v} \leq \lambda_{p1} < \lambda_{p,v}$ とする。これにより、入力側初段の並列共振器の共振周波数は、他段の並列共振器の共振周波数より高周波側にシフトするため、入力側初段の並列共振器は劣化しにくくなり、その結果、受信用の弾性表面波素子の耐電力性が向上できる。

【0031】また、1つの弾性表面波共振器は、その静電容量Cが大きいほど耐電力性に優れていることが知られている。したがって、弾性表面波素子の直列共振器について、より静電容量の大きな共振器に分割して構成すれば、耐電力性に優れた共振器とすることができる。たとえば、静電容量Cを持つ直列腕の弾性表面波共振器は、静電容量がCであるただ1つの共振器によって構成するよりも、共振器を2つに分割し、静電容量が2Cである2つの共振器を直列に接続することによって構成した方が耐電力性が高くなる。あるいは、静電容量が1つの共振器の静電容量よりも大きい3個以上の共振器に分割して、これらの3個以上の共振器を直列に接続して、1つの直列腕の弾性表面波共振器を構成してもよい。

【0032】以上、この発明について、主として4つの実施の形態を示したが、それぞれの形態についての実施例を次に示す。なお、これらの実施例によって、この発明が限定されるものではない。

#### 【実施例】

##### 実施例1：直列共振器の電極指の周期の変化

この実施例では、1.8GHz帯の送信用フィルタ(送信帯域：1850~1885MHz)を対象とした。図7に示すように、正規型の一端子対弾性表面波共振器を直列腕に4個(直列共振器： $S_1, S_2, S_3, S_4$ )、並列腕に2個(並列共振器： $P_1, P_2$ )接続した梯子型の送信用フィルタ(弾性表面波素子)を作製した。単結晶圧電基板にLiTaO<sub>3</sub>6°Ycut-X伝播の基板を使用し、励振電極、反射器の電極膜はDCスパッタ法により成膜したAl(700Å)/Cu(150Å)/Al(700Å)3層膜とした。ここで、 $S_1$ が入力側から見て初段の直列共振器、 $P_1$ が入力側から見て初段の並列共振器とする。

【0033】直列共振器の周期を変えた3種類のサンプルA、B、Cを作成して、耐電力性の試験を行った。各サンプルの共振器の設計内容を次に示す。開口長、電極指の対数は各サンプルとも共通であり、直列共振器については、開口長：30μm、対数：155対、反射器：

10

20

30

40

50

80対とし、並列共振器は、開口長:  $60\mu\text{m}$ 、対数: 90対、反射器: 100対とした。

【0034】電極指の周期については、並列共振器は各サンプルとも共通であり、 $2.140\mu\text{m}$ とした。直列共振器に関しては、サンプルAは、 $S_1 \sim S_4$ まですべて共通であり $2.065\mu\text{m}$ 、サンプルBは $S_1$ が $2.060\mu\text{m}$ 、 $S_2 \sim S_4$ が $2.065\mu\text{m}$ 、サンプルCは、 $S_1$ が $2.055\mu\text{m}$ 、 $S_2$ と $S_3$ が $2.060\mu\text{m}$ 、 $S_4$ が $2.065\mu\text{m}$ である。この時、サンプルBでは、 $S_1$ の周期が各直列共振器の周期の平均値の $-0.18\%$ だけ変えられており、サンプルCでは、 $S_1$ の周期が $-0.24\%$ 、 $S_4$ の周期が $+0.24\%$ だけ変えられている。

【0035】上記の各サンプルについて耐電力評価を寿命試験で行った。試験の条件は、環境温度 $85^\circ\text{C}$ 、印加周波数は仕様帯域内で最も弱い周波数の $1885\text{MHz}$ である。評価結果を図8に示す。ここで縦軸の寿命(時間: hr)とは、送信用フィルタの仕様帯域幅が $5\%$ 以上小さくなるまでの時間である。 $0.3\text{W}$ 印加時の寿命は、サンプルA、B、Cの順に、 $80\text{hr}$ 、 $165\text{hr}$ 、 $270\text{hr}$ であった。

【0036】このように、各直列共振器の電極指の周期を変えることにより、サンプルAに対し、サンプルBの場合約2倍、サンプルCの場合約3.5倍に、寿命すなわち耐電力性が改善した。特に、入力側初段の直列共振器の周期を小さくすることは有効である。また、サンプルCのように、信号入力側から見て、直列共振器の電極指の周期を順に大きくするか、又は、途中の一部分の周期を等しくしてもよい。

【0037】実施例2: 並列共振器の電極指の変化  
実施例1と同様な構成の梯子型の送信用フィルタを用意した。しかし、ここでは、各直列共振器の周期をすべて一定とし、各並列共振器の周期のみを変化させた。サンプルは2種類用意し、サンプルAは、実施例1と全く同じものを用い、サンプルDは、並列共振器 $P_2$ の周期を $2.140\mu\text{m}$ 、 $P_1$ の周期を $2.145\mu\text{m}$ とした。この時、サンプルDの $P_1$ の周期は、各並列共振器の周期の平均値の $+0.12\%$ だけ変えられている。すなわち、入力側から見て初段の並列共振器 $P_1$ の電極指の周期を大きくしている。

【0038】上記の2種類のサンプルの耐電力評価を寿命試験で行った。試験の条件は、環境温度 $85^\circ\text{C}$ 、印加周波数は通過帯域内の左端の周波数の $1850\text{MHz}$ である。評価結果を図9に示す。 $0.3\text{W}$ 印加時の寿命は、サンプルA、Dの順に $325\text{hr}$ 、 $780\text{hr}$ であった。このように、各並列共振器の周期を変えることにより、サンプルAに対し、Dの場合約2.4倍に寿命すなわち耐電力性が改善した。また、3つ以上の並列共振器からなる場合は、信号入力側から見て、並列共振器の電極指の周期を順に小さくするか、又は途中の一部分の

周期を等しくしてもよい。

【0039】実施例3: 受信用フィルタの並列共振器の電極指の変化

この実施例では、 $1.8\text{GHz}$ 帯の受信用フィルタ(受信帯域:  $1930 \sim 1965\text{MHz}$ )を対象とした。図10に示すように、正規型の一端子弾性表面波共振器を直列腕に4個(直列共振器:  $S_1, S_2, S_3, S_4$ )、並列腕に3個(並列共振器:  $P_1, P_2, P_3$ )接続した梯子型の受信用フィルタを作製した。単結晶圧電基板に $\text{LiTaO}_3, 36^\circ\text{Ycut-X}$ 伝播の基板を使用し、電極膜はDCスパッタ法により成膜した $\text{Al}(700\text{\AA})/\text{Cu}(150\text{\AA})/\text{Al}(700\text{\AA})$ 3層膜とした。

【0040】並列共振器の周期を変えた3種類のサンプルをE、F、Gを作成して、耐電力性の試験を行った。各サンプルの共振器の設計内容を次に示す。開口長、電極指の対数は各サンプルとも共通であり、直列共振器については、開口長:  $30\mu\text{m}$ 、対数: 150対、反射器: 80対とし、並列共振器は、開口長:  $60\mu\text{m}$ 、対数: 90対、反射器: 100対とした。

【0041】電極指の周期については、直列共振器は各サンプルとも共通であり、 $2.040\mu\text{m}$ 、並列共振器に関して、サンプルEは、 $P_1 \sim P_3$ まですべて共通であり $2.110\mu\text{m}$ 、サンプルFは、 $P_1$ が $2.105\mu\text{m}$ 、 $P_2, P_3$ が $2.110\mu\text{m}$ 、サンプルGは、 $P_1$ が $2.105\mu\text{m}$ 、 $P_2$ が $2.110\mu\text{m}$ 、 $P_3$ が $2.115\mu\text{m}$ である。この時、サンプルFでは、 $P_1$ の周期が各並列共振器の周期の平均値の $-0.16\%$ だけ変えられており、サンプルGでは、 $P_1$ の周期が $-0.24\%$ 、 $P_3$ の周期が $+0.24\%$ だけ変えられている。

【0042】上記の各サンプルの耐電力評価を寿命試験で行った。ところで、アンテナデュプレクサにおいては、送信用フィルタよりも高周波側にある受信用フィルタの場合、送信用フィルタからの漏れ電力が、受信用フィルタの低周波側の減衰域に印加される。試験の条件は、環境温度 $85^\circ\text{C}$ 、印加周波数は送信フィルタの帯域内で最も受信フィルタの耐電力性が弱い周波数の $1885\text{MHz}$ である。

【0043】評価結果を図11に示す。 $80\text{mW}$ 印加時の寿命は、サンプルE、F、Gの順に、 $40\text{hr}$ 、 $145\text{hr}$ 、 $170\text{hr}$ であった。このように、各並列共振器の周期を変えることにより、サンプルEに対し、サンプルFの場合約3.6倍、サンプルGの場合約4.3倍に、寿命すなわち耐電力性が改善した。特に、信号入力側初段の並列共振器の周期を小さくすることは有効である。

【0044】実施例4: 直列共振器の分割構成

この実施例では、 $1.8\text{GHz}$ 帯の送信用フィルタ(送信帯域:  $1850 \sim 1885\text{MHz}$ )を対象とした。単結晶圧電基板に $\text{LiTaO}_3, 36^\circ\text{Ycut-X}$ 伝播の基板を使用し、電極膜はDCスパッタ法により成膜した

Al (700Å) / Cu (150Å) / Al (700Å) 3層膜である。図4に示すような正規型一端子対弾性表面波共振器を直列腕に4個 ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ )、並列腕に2個 ( $P_1$ ,  $P_2$ ) 接続した梯子型の送信用フィルタ (サンプルA) と、図12に示すような  $S_{11}$  共振器を2つに分割した送信用フィルタ (サンプルH) の耐電力性を比較評価した。

【0045】この際、サンプルAの  $S_{11}$  共振器1個の容量と、サンプルHの2個の共振器  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  の容量の和が同じになるようにした。2つの共振器  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  は、直列に接続され、どちらもサンプルAの  $S_{11}$  共振器の容量の2倍である。たとえば、 $S_{11}$  共振器1個の静電容量を、開口長100  $\mu\text{m}$ 、1対当り  $4 \times 10^{-2}$  pF程度とすると、 $S_{11}$ ,  $S_{12}$  の静電容量は、開口長100  $\mu\text{m}$ 、1対当り  $8 \times 10^{-2}$  pFとする。

【0046】各サンプルの共振器の設計内容を次に示す。サンプルAは、実施例1で用いたものと同じサンプルである。また、サンプルHの2個の共振器  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  は同じ構成を有し、開口長: 60  $\mu\text{m}$ 、対数: 155対、反射器: 80対である。電極指の周期は、直列共振器はすべて2.065  $\mu\text{m}$ 、並列共振器はすべて2.140  $\mu\text{m}$  である。

【0047】上記の各サンプルの耐電力評価を寿命試験で行った。試験の条件は、環境温度85℃、印加周波数は通過帯域内で最も弱い周波数の1885 MHzである。評価結果を図13に示す。0.3 W印加時の寿命は、サンプルA、Hそれぞれ、80 hr、460 hrであった。上記のように、直列共振器の全体の容量を変えずに、直列共振器を分割して構成することにより、サンプルAに対し、Hの寿命は5.8倍改善した。なお、この実施例では直列共振器を2つに分割したものを示したが、3個以上に分割して構成してもよい。

【0048】また、以上の4つの実施例に示した弾性表面波共振器の構成は、分波器等を構成する場合に、必要に応じて、適当に組み合わせて用いてもよい。この場合でも送信用あるいは受信用フィルタの帯域特性に影響を与えないで、耐電力性を向上させることができる。

【0049】

【発明の効果】この発明によれば、各直列共振器あるいは並列共振器の電極指の周期を異ならせた構成、あるいは、1つの直列共振器の容量が増えるようにその直列共振器を複数個に分割した構成を採用するため、弾性表面波素子の耐電力性を向上させることができる。よって、この発明は、弾性表面波素子を用いたアンテナデュプレクサの実用化に寄与するばかりでなく、電極指の線幅を

微細化する必要がある準マイクロ波弾性表面波素子の信頼性向上にも大きく寄与し得る。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の梯子型の弾性表面波素子の一実施例の回路図である。

【図2】この発明の1端子対弾性表面波共振器の一実施例のパターン構成図である。

【図3】この発明の弾性表面波素子の減衰量及び温度の周波数特性を示した図である。

10 【図4】この発明の弾性表面波素子の共振器の周波数特性の説明図である。

【図5】この発明の弾性表面波素子を利用した分波器の基本構成図である。

【図6】図5の分波器における各フィルタの周波数特性図である。

【図7】この発明の実施例1における弾性表面波素子の回路図である。

【図8】この発明の実施例1における寿命試験結果のグラフである。

20 【図9】この発明の実施例2における寿命試験結果のグラフである。

【図10】この発明の実施例3における弾性表面波素子の回路図である。

【図11】この発明の実施例3における寿命試験結果のグラフである。

【図12】この発明の実施例4における弾性表面波素子の回路図である。

【図13】この発明の実施例4における寿命試験結果のグラフである。

30 【符号の説明】

1 励振電極

2 励振電極

3 反射器

4 反射器

10 電極指

$\lambda$  電極指の周期

Y 開口長

$S_{11}$  直列共振器

$S_{12}$  直列共振器

40  $S_{13}$  直列共振器

$S_{14}$  直列共振器

$P_1$  並列共振器

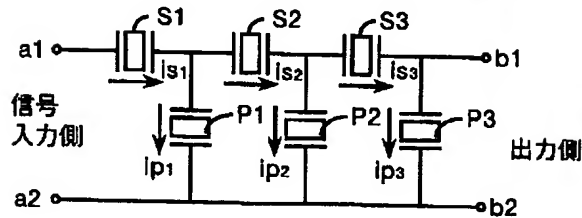
$P_2$  並列共振器

F1 受信用フィルタ ( $R_x$ )

F2 送信用フィルタ ( $T_x$ )

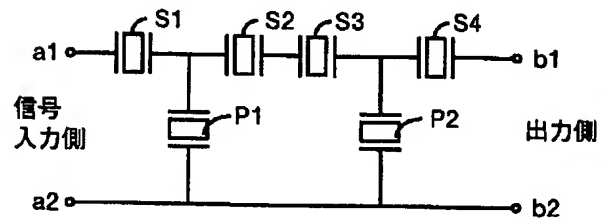
【図1】

表面弾性波素子の一実施例の回路図



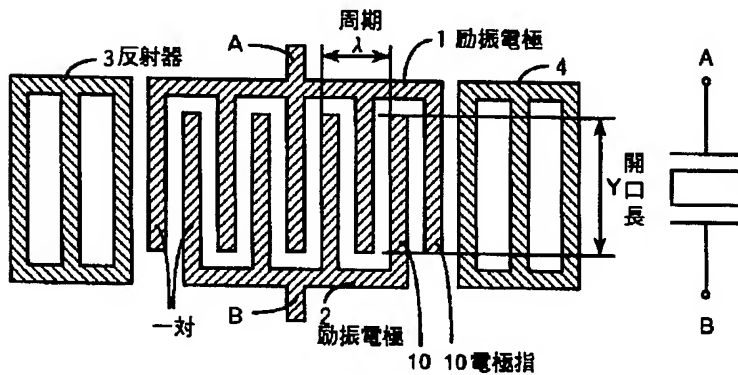
【図7】

表面弾性波素子の実施例1の回路図



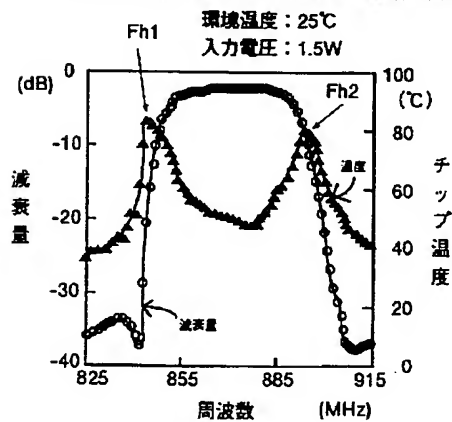
【図2】

表面弾性波共振器のパターン構成図



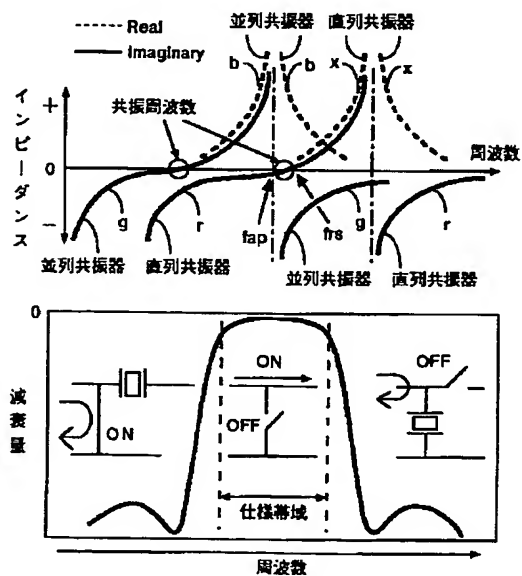
【図3】

この発明の弾性表面波素子の減衰量・温度の周波数特性



【図4】

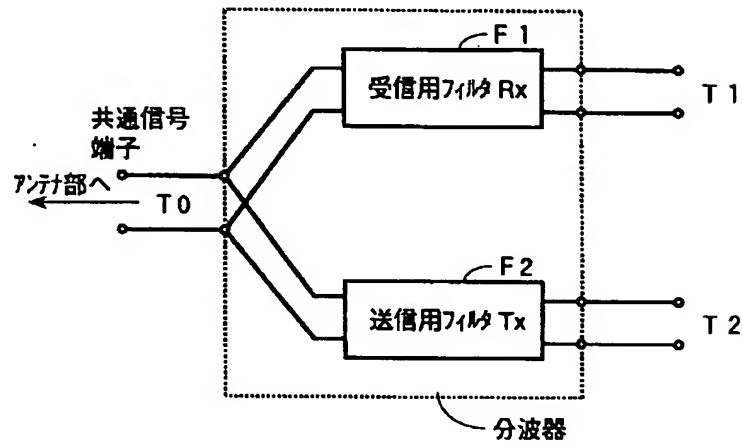
この発明の共振器の周波数特性及び減衰量との関係図





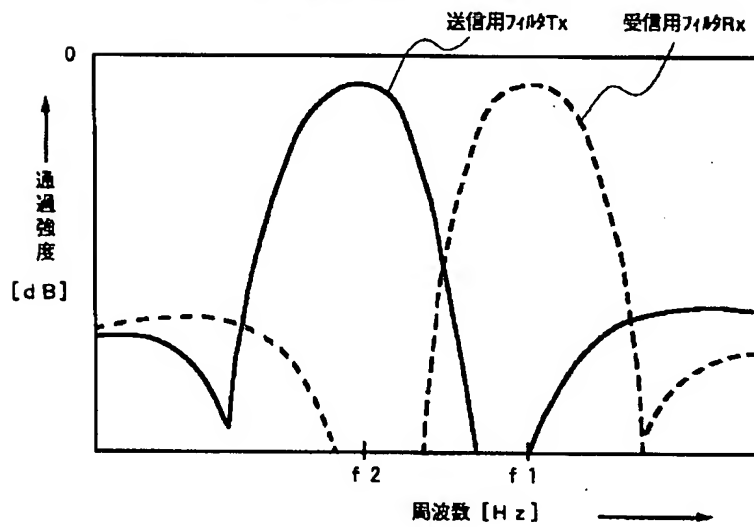
【図5】

この発明の分波器の基本構成図



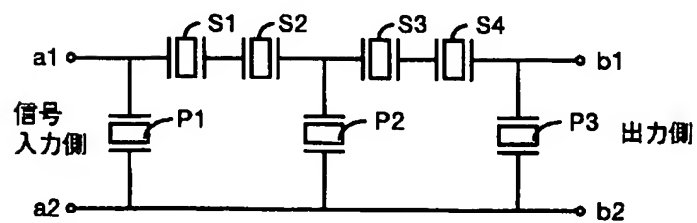
【図6】

分波器のフィルタの周波数特性図



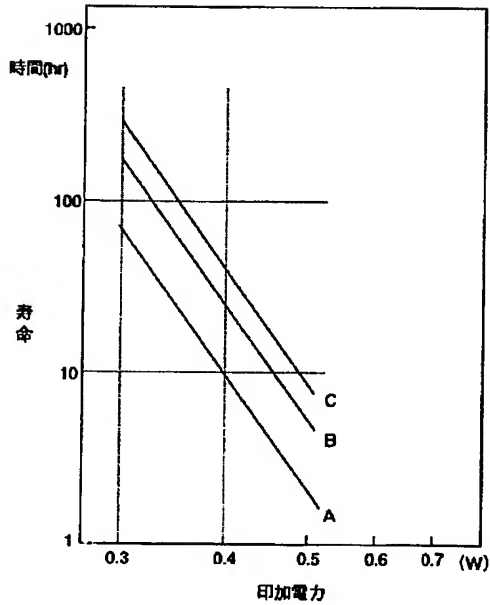
【図10】

表面弾性波素子の実施例3の回路図



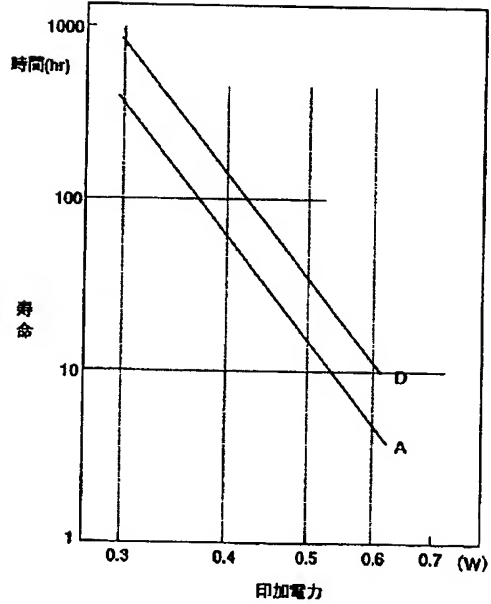
【図8】

実施例1の寿命試験結果



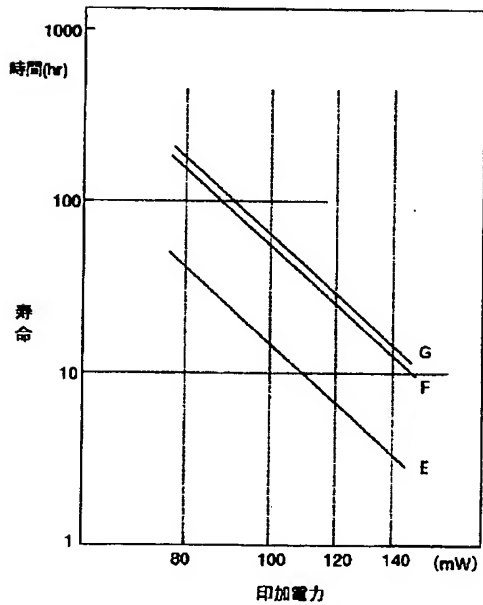
【図9】

実施例2の寿命試験結果



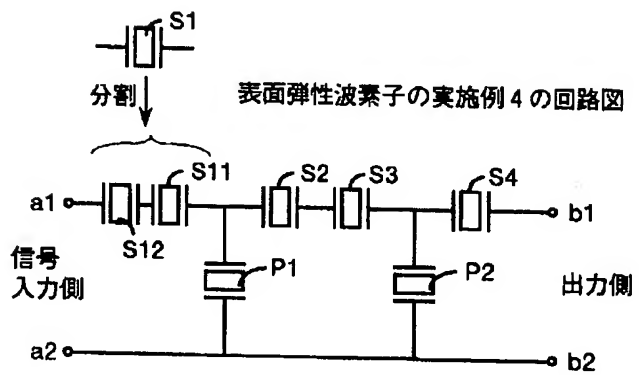
【図11】

実施例3の寿命試験結果



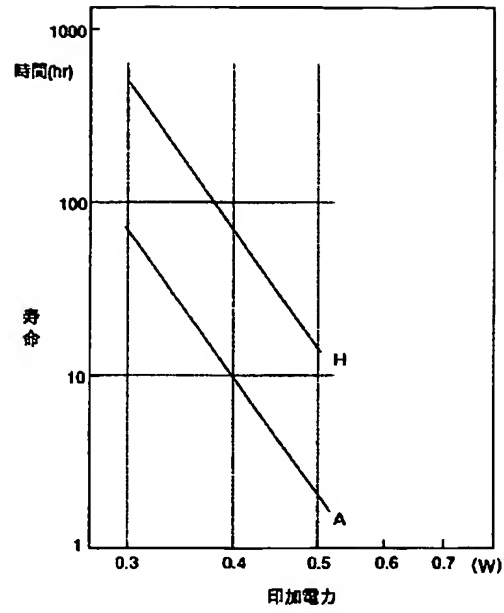
【図12】

表面弾性波素子の実施例4の回路図



【図13】

実施例4の寿命試験結果



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**